

PRIOR ART INFORMATION LIST

J1036 U.S. PTO
09/994790



Your Case No.	
Our Case No.	PA01-27FT-USA

Publication No.	Date of Publication	Concise Explanation of the Relevance
JP 10078595 A	March 24, 1998	English translation of pertinent portions.
Article 1		
Article 2		
Article 3		
Article 4		

(H10-78595)

[0053]

For example, as shown in FIG. 5, presuming that the probe light 12 is the light repeatedly RZ (return to zero) modulated at a frequency f_1 , the waveform of the wavelength converted light 18 is obtained by repeatedly sampling the original signal light 16 at a frequency f_1 . Even if a noise light is contained in the original signal light 16, the noise light level of the original signal light 16 is extensively suppressed in the wavelength converted light. That is, the waveform shaping function and the noise suppressing function can be realized in a light stage. The reason is that in the absorption type optical modulator 10, as shown in FIG. 2, variation in absorption loss is sufficiently large with respect to the optical power of the original signal light.

[0054]

Even if the application voltage of the optical modulator 10 is a pulse voltage as in the case with the probe light 12, the noises can be suppressed by sampling and waveform shaping the original signal light 16. However, the effect is, in general, increased if the probe light 12 is modulated. By increasing the input power of the probe light 12, the output power can be increased. Moreover, the optical phase distortion which the original signal light has 16 can also be removed.

[0055]

In FIG. 5 presuming that the original signal light 16 is an intensity modulated light of the clock frequency f_0 , the waveform of the wave

converted light 18 becomes those as shown in FIGS. 6, 7 and 8 from the relation between f_0 and f_1 . FIG. 6 shows a waveform in case of $f_0 = f_1$, FIG. 7 shows a waveform in case of $F_0 < f_1$ and FIG. 7 shows one example of a timing chart in case the repeated frequency of the probe light 12 is a half of the clock frequency f_0 , i.e., $f_1 = f_0/2$, of the original signal light 16. In any of FIGS. 6, 7 and 8, (1) shows the probe light 12, (2), the original signal light 16 and (3), the wave converted light 18, respectively.

[0056]

In case of $F_0 = f_1$ as shown in FIG. 6, the waveform of the wave converted light 18 is varied from the relation between the incident timing of the probe light 12 into the optical modulator 10 and the incident timing of the original signal light 16 into the optical modulator 10. Accordingly, by adjusting the incident timing of the probe light 12 into the optical modulator 10 based on the waveform, specifically, average intensity (or peak intensity), of the wave converted light 18 so that the average intensity of the wave converted light 18 becomes maximum, the incident timing of the probe light 12 into the optical modulator 10 can be synchronized in response to the incident timing of the original signal light 16 into the optical modulator 10. In case f_0 is not in coincident with f_1 (FIGS. 7 and 8), the waveform of the wave converted light 18 is intensity modulated at a difference frequency between F_0 and f_1 . By detecting an average level of the wave converted light 18 from this and controlling the modulation frequency of the probe light 12 so that the detection result becomes maximum, the optical PLL (phase locked loop) circuit can be formed.

[FIG. 5]

繰り返し R Z 変調光.....REPEATEDLY RZ MODULATED LIGHT

変調周波数 : f_1 MODULATED FREQUENCY: F_1

光強度.....LIGHT INTENSITY

時間.....TIME

データ変調光.....DATA MODULATED LIGHT

クロック周波数 : f_0 CLOCK FREQUENCY

光強度.....LIGHT INTENSITY

時間.....TIME

プローブ光 1 2PROBE LIGHT 12

原信号光 1 6ORIGINAL SIGNAL LIGHT 16

吸収型光変調.....ABSORPTION TYPE OPTICAL MODULATION

電子冷却.....ELECTRONIC COOLING

波長変換光 1 8 WAVE CONVERTED LIGHT 18

[FIG. 6]

(1) プローブ光 1 2 (繰り返し周波数 f_1)PROBE LIGHT 12 (REPEATED FREQUENCY)

光強度.....LIGHT INTENSITY

時間.....TIME

(2) 原信号光 1 6 (クロック周波数 $f_0 = f_1$)ORIGINAL SIGNAL LIGHT 16 (CLOCK FREQUENCY $F_0 = F_1$)

光強度.....LIGHT INTENSITY

雑音光.....NOISE LIGHT

時間.....TIME

(3) 波長変換光 18WAVE CONVERTED LIGHT 18

光強度.....LIGHT INTENSITY

時間.....TIME

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 10 - 78595

(43) 公開日 平成10年(1998)3月24日

(51) Int. Cl. °	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G O 2 F	2/02		G O 2 F	2/02
	3/00	5 O I		3/00 5 O I
H O 4 B	10/152		H O 4 B	9/00 L
	10/142			
	10/04			
審査請求 未請求 請求項の数 22			O L	(全 10 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平8-233796

(22) 出願日 平成8年(1996)9月4日

(71) 出願人 000001214

国際電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿2丁目3番2号

(72) 発明者 枝川 登

東京都新宿区西新宿2丁目3番2号国際電信
電話株式会社内

(72) 発明者 鈴木 正敏

東京都新宿区西新宿2丁目3番2号国際電信
電話株式会社内

(72) 発明者 山本 周

東京都新宿区西新宿2丁目3番2号国際電信
電話株式会社内

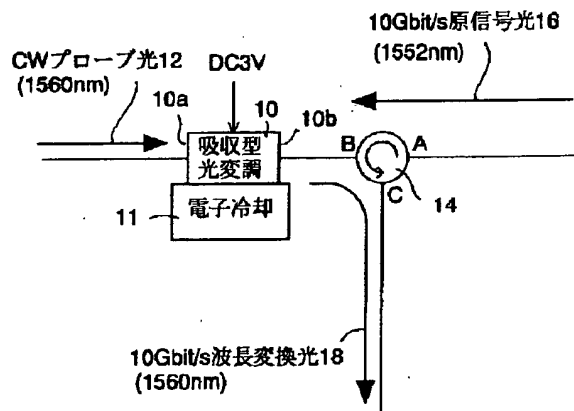
(74) 代理人 弁理士 田中 常雄

(54) 【発明の名称】 波長変換装置、光演算装置及び光パルス位相検出回路

(57) 【要約】

【課題】 波長を変換する。

【解決手段】 フランツケルディッシュ効果を利用した透過型 InGaAsP 電気吸収型光変調器 10 の一方の端面 10a に波長変換のターゲットとなる波長の連続光 (プローブ光) 12 を入射する。光変調器 10 には 3V の一定電圧が印加されている。光サーキュレータ 14 は、その端子 A に入力する原信号光 (波長変換しようとする信号光) 16 を端子 B から光変調器 10 の他端面 10b に入射する。光変調器 10 は、原信号光 16 の強度に応じた損失をプローブ光 12 に与え、その波形を原信号光と実質的に同じものにする。光変調器 10 のにより波長変換され、端面 10b から出力されるプローブ光は、波長変換光 18 として光サーキュレータ 14 の端子 B に入射し、その端子 C から出力される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 原信号光により搬送される情報を、当該原信号光とは異なる波長の光信号に転換する波長変換装置であって、印加電圧により透過吸収特性の変化する吸収型光変調器に所定電圧を印加した状態で、当該吸収型光変調器に原信号光と当該原信号光の波長とは異なる1以上の波長のプローブ光とを入射し、当該吸収型光変調器から出力される当該プローブ光を出力光とすることを特徴とする波長変換装置。

【請求項2】 更に、当該原信号光を当該吸収型光変調器に供給すると共に、当該吸収型光変調器により波形変換されて出力される当該プローブ光を取り出す光方向性結合手段を具備する請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項3】 更に、当該光方向性結合手段と当該吸収型光変調器との間に、少なくとも、当該吸収型光変調器から出力され波形変換された当該プローブ光を増幅する光増幅手段を設けた請求項2に記載の波長変換装置。

【請求項4】 更に、当該吸収型光変調器の温度を調節する温度調節手段を設けた請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項5】 当該吸収型光変調器に印加される当該所定電圧が直流電圧である請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項6】 当該吸収型光変調器に印加される当該所定電圧に信号が重畳されている請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項7】 当該吸収型光変調器に印加される当該所定電圧が、当該原信号光のクロック周波数信号を具備する請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項8】 当該プローブ光がCW光である請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項9】 当該プローブ光が繰り返し変調光である請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項10】 当該プローブ光がデータ変調光である請求項1に記載の波長変換装置。

【請求項11】 当該吸収型光変調器に印加される当該所定電圧が、当該プローブ光のクロック周波数と同じ周波数の信号成分を具備する請求項9又は10に記載の波長変換装置。

【請求項12】 入射光量及び印加電圧に応じて別の入射光の吸収特性が変化する光吸収素子に所定電圧を印加した状態で、原信号光とプローブ光を入射し、当該光吸収素子を透過した当該プローブ光を出力光とすることを特徴とする光演算装置。

【請求項13】 更に、当該原信号光を当該光吸収素子に供給すると共に、当該光吸収素子により当該原信号光と光演算されて出力される当該プローブ光を取り出す光方向性結合手段を具備する請求項12に記載の光演算装置。

【請求項14】 更に、当該光方向性結合手段と当該光

吸収素子との間に、少なくとも、当該光吸収素子により当該原信号光と光演算されて出力される当該プローブ光を増幅する光増幅手段を設けた請求項13に記載の光演算装置。

【請求項15】 当該光吸収素子が電気吸収型光変調器である請求項12乃至14の何れか1項に記載の光演算装置。

【請求項16】 当該光吸収素子に印加される当該所定電圧が直流電圧である請求項15に記載の光演算装置。

10 【請求項17】 当該光吸収素子に印加される当該所定電圧が、当該原信号光のクロック周波数信号を具備する請求項15に記載の光演算装置。

【請求項18】 当該プローブ光が、当該原信号光のクロック周波数の整数分の1の周波数の繰り返し変調光である請求項12に記載の光演算装置。

【請求項19】 当該プローブ光の波長が、当該原信号光の波長とは異なる請求項12に記載の光演算装置。

20 【請求項20】 信号光の光パルス位相を検出する光パルス位相検出回路であって、プローブ光を発生するレーザ光源と、

当該プローブ光の強度を当該信号光の強度に応じて変形する光演算手段と、

当該光演算手段により波形変形された当該プローブ光を検出する受光手段とからなることを特徴とする光パルス位相検出回路

【請求項21】 当該光演算手段が請求項9に記載の波長変換装置である請求項20に記載の光パルス位相検出回路。

30 【請求項22】 当該光演算手段が請求項12に記載の光演算装置である請求項20に記載の光パルス位相検出回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、波長変換装置、光演算装置及び光パルス位相検出回路に関し、より具体的には、光伝送システム又は光通信システムにおいて、光信号の波長を別の波長に変換する波長変換装置、信号光とプローブ光を光演算する光演算装置、及び、光パルス列のパルス位相を検出する光パルス位相検出回路に関する。

【0002】

【従来の技術】現在、将来の情報化社会を支えるインフラストラクチャとして波長多重光信号による大容量光通信ネットワークの研究が精力的に進められている。その結果、ネットワークのノードで信号波長を変換できれば、ネットワークの性能を飛躍的に向上できることが判明した。

【0003】そこで、世界の主要な研究機関において実用的な波長変換技術が研究及び検討されている。基本的には、半導体レーザ増幅器の相互利得飽和、四光子混合

又は相互位相変調を利用したり、光ファイバの四光子混合を用いる波長変換装置が提案されている。図11～図14は、従来例の概略構成ブロック図を示す。

【0004】図11に示す従来例では、半導体レーザ増幅器の相互利得飽和特性を利用する。半導体レーザ増幅器110の一端に、強度変調された波長 λ_1 の信号光と、波長 λ_2 の連続光(CW)を入力する。半導体レーザ増幅器110の相互利得飽和特性により、半導体レーザ増幅器110の他端から出力される波長 λ_2 の信号光は、波長 λ_1 の信号光のデータを反転した強度変調データになる。

【0005】図12に示す従来例では、2つの半導体レーザ増幅器112, 114をカップラ116, 118, 120によりマッハツェンダ干渉構成とし、半導体レーザ増幅器112, 114の相互位相変調特性を利用する。このマッハツェンダ干渉計に、カップラ116により波長 λ_1 のデータ光信号を入力し、カップラ118により波長 λ_2 の連続光を入力すると、波長 λ_1 のデータ光信号と同じように強度変調された波長 λ_2 のデータ光信号出力がカップラ120から得られる。

【0006】図13に示す従来例では、半導体レーザ増幅器の四光子混合を利用する。半導体レーザ増幅器122にデータ光信号(波長 λ_1)とポンプ光を入力すると、四光子混合により、その出力光が、データ光信号(波長 λ_1)とポンプ光以外に、サテライト光と波長 λ_2 のデータ光信号光を含む。出力光の内の、波長 λ_2 のデータ光信号を変換光とする。

【0007】図14では、図12の半導体レーザ増幅器122の代わりに、光ファイバ124(例えば、通常の石英光ファイバ)の非線形性を使用する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかし、図11に示す従来例は、他の従来例に比べ、最も簡便な構成になっているものの、変換光の消光比が十分にとれず、多段の波長変換に適さないという問題点がある。

【0009】また、図12に示す従来例では、2台の半導体レーザ増幅器112, 114をマッハツェンダ干渉構成とする必要があり、構成が複雑になる。また、180度の位相変調を僅かな光パワーで行なえるので、変換光が、原信号光のわずかなパワー変動に敏感に影響されるという問題がある。

【0010】図13及び図14に示す四光子混合を使用する方式では、以下の問題点がある。即ち、半導体レーザ増幅器122を使用する構成(図13)では、変換波長帯域が狭く、また、自然放光によるS/N比の劣化を無視できない。光ファイバ124を使用する構成(図14)では、光ファイバ124を1km以上にする必要があり、装置が大型化する。また、四光子混合では、原理的に原信号光の偏波面とポンプ光の偏波面を一致させる必要があるが、一般に光ファイバを伝送する信号光の

偏波面は時間的に変動するので、この変動を解消する手段を設けなければならない。

【0011】本発明は、これら従来例の問題点を解決し、より簡単な構成で効率的に波長変換できる波長変換装置を提示することを目的とする。

【0012】本発明はまた、より大きな消光比を得られる波長変換装置を提示することを目的とする。

【0013】本発明は更に、信号光とプローブ光を光段階で演算し、光段階で波形整形、雑音抑制及び論理演算等の行なえる光演算装置を提示することを目的とする。

【0014】本発明は更に、信号光により搬送される光パルス列の位相を容易に検出できる光パルス位相検出回路を提示することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明に係る波長変換装置では、印加電圧により透過吸収特性の変化する吸収型光変調器に、原信号光と当該原信号光の波長とは異なる1以上の波長のプローブ光とを入射する。吸収型光変調器から出力される当該プローブ光は、原信号光の波形に応じて波形変換されているので、これを出力光とする。これにより、非常に簡単な構成で波長を変換できる。偏波面制御も不要である。

【0016】原信号光を吸収型光変調器に供給すると共に、吸収型光変調器により波形変換されて出力されるプローブ光を取り出す光方向性結合手段を設けることで、原信号光を吸収型光変調器に供給すると、吸収型光変調器により波形変換されて出力されるプローブ光を取り出すのとを、1つの光素子で実現でき、これも構成の簡略化に寄与する。

【0017】光方向性結合手段と吸収型光変調器との間に、少なくとも、吸収型光変調器から出力され波形変換されたプローブ光を増幅する光増幅手段を設けることで、仮に、光方向性結合手段で原信号光のクロストークがあっても、波長変換光の信号品質を高く保てる。

【0018】吸収型光変調器の印加電圧を直流電圧とすることで、周辺回路を簡略化出来る。

【0019】吸収型光変調器の印加電圧に信号を重畳することで、波長変換光の、その信号を重畳でき、例えば、種々の制御信号に利用できる。

【0020】プローブ光は、CW光であればその光源と周辺回路を簡略化できるが、繰り返し変調光とすることで、波形整形機能と雑音抑制機能を持たせることが出来る。プローブ光をデータ変調光とすることで、プローブ光のデータと原信号光のデータを光学的に演算でき、例えば、原信号光から特定部分のデータを抽出できる。

【0021】吸収型光変調器の印加電圧が、原信号光やプローブ光のクロック周波数と同じ周波数の信号成分を具備することで、プローブ光の波形変化をより顕著にでき、波形整形機能と雑音抑制機能を更に高めることができる。

【0022】本発明に係る光演算装置では、入射光量及び印加電圧に応じて吸収特性の変化する光吸収素子に原信号光とプローブ光を入射する。光吸収素子の透過吸収特性が、原信号光の強度に応じて変化するので、光吸収素子から出力されるプローブ光は、原信号光の波形に応じて波形変換されたものになっている。

【0023】原信号光を光吸収素子に供給すると共に、光吸収素子により波形変換されて出力されるプローブ光を取り出す光方向性結合手段を設けることで、原信号光を光吸収素子に供給するのと、光吸収素子により波形変換されて出力されるプローブ光を取り出すのを、1つの光素子で実現でき、これも構成の簡略化に寄与する。

【0024】光方向性結合手段と光吸収素子との間に、少なくとも、光吸収素子から出力され波形変換された当該プローブ光を増幅する光増幅手段を設けることで、仮に、光方向性結合手段で原信号光のクロストークがあっても、波形整形した光信号の信号品質を高く保てる。

【0025】プローブ光を、原信号光のクロック周波数の整数分の1の周波数とすることで、原信号光の信号波形を持った光信号、又は、所定の間隔で原信号光をサンプリングした光信号を得ることが出来る。時分割多重光信号を、光のまま時間軸上で分離できることになる。

【0026】プローブ光の波長を原信号光の波長と異なるものにすることで、同時に波長を変換できる。

【0027】本発明に係る光パルス位相検出回路は、信号光の光パルス位相を検出する光パルス位相検出回路であって、プローブ光を発生するレーザ光源と、当該プローブ光の強度を当該信号光の強度に応じて変形する光演算手段と、当該光演算手段により波形変形された当該プローブ光を検出する受光手段とからなることを特徴とする。当該光演算手段により光の段階で信号光の信号の位相を検出できるので、例えば、光PLL回路の構成を簡略化できる。光演算手段は例えば、上述の波長変換装置又は波形変換装置である。

【0028】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0029】図1は、本発明の第1実施例の概略構成ブロック図を示す。10は、フランツケルディッシュ効果を利用した導波透過型InGaAsP電気吸収型光変調器であり、一方の端面10aに波長変換のターゲットとなる波長の連続光（プローブ光）12が入力する。本実施例では、光変調器10には3Vの一定電圧が印加されている。光変調器10は、piezo素子などを使用した電子冷却装置11上に載置され、所望の温度に調節できるようにしている。

【0030】14は端子Aに入力した光を端子Bから出力し、端子Bに入力した光を端子Cから出力する光サーキュレータであり、その端子Aに原信号光（波長変換しようとする信号光）16が入力する。光変調器10の他

端面10bは光サーキュレータ14の端子Bに接続する。後述するように、光サーキュレータ14の端子Cからの出力光が、波長変換された波長変換光18になる。

【0031】本実施例では、原信号光16は、10Gb/sでRZ変調（マーク率1/2）された波長1,552nmの信号光であり、プローブ光12は、波長1,560nmの連続光である。後述する理由により、変換光18は、その波長が1,560nmで、原信号光16と同じデータ・パターンを具備する信号光、即ち、10Gb/sでRZ変調（マーク率1/2）された信号光になっている。

【0032】本発明の発明者は、電気吸収型光変調器に異なる2つの波長の光を入力したとき、相互吸収飽和特性を示すことを発見した。図2は、導波透過型InGaAsP電気吸収型光変調器の一端に1,555nm光を入射し、他端に1,560nmを入射した場合で、1,555nm光のパワーを変化させたとき、1,560nm光の吸収損失がどのように変化するかを実験した実験結果である。1,560nm光のパワーは光変調器の入力において4dBmである。光変調器への印加電圧が3Vのとき、波長1,555nmの光パワーを増加させると、波長1,560nmの光の吸収損失が13dB以上、減少する。このような吸収損失特性により、1,555nm光が、強度変調された光信号であれば、光変調器を通過した1,560nm光は、1,555nm光と同じデータ・パターンで強度変調された光信号になる。

【0033】一般に、吸収型光変調器内で吸収に伴って生成される電子・正孔対の量は、入射する光が強くなるほど、多くなる。この電子・正孔対は、外部印加電界を打ち消すように内部電界を形成し、光入射レベルが大きくなるとその内部電界が大きくなるので、光入射レベルにより吸収係数を大きく変化させることができる。換言すると、通常の利用法では、変調された印加電圧を吸収型光変調器の駆動源としている代わりに、本実施例では、光変調信号を駆動源としたものと見ることが出来る。

【0034】本実施例では、電気吸収型光変調器のこのような相互吸収飽和特性を利用して、波長を変換する。なお、図2では、1,555nmから1,560nmに5nmシフトさせているのに対し、図1に示す実施例では、1,552nmから1,560nmに8nmシフトさせている。信号光の波長が1,555nmと1,552nmとで原理的な相違は無く、図2の特性変化を図1に示す実施例でも同様に享受できる。

【0035】本実施例の動作を説明する。原信号光16は光サーキュレータ14の端子A及び端子Bを介して光変調器10の端面10bに入射し、光変調器10の端面10aにはプローブ光12が入射する。光変調器10への平均入力パワーは、1,552nm光（原信号光16）が11dBm、1,560nm光（プローブ光1

2) が12 dBmである。先に述べたように、光変調器10には3Vの一定電圧が印加されている。光変調器10内で、プローブ光12と原信号光16が互いに逆方向に進行する間に、図2で説明したように、プローブ光12が原信号光16の強度変化と同じに変化する減衰を受ける。即ち、原信号光16のデータ信号は、プローブ光12の波長に波長変換される。その波長変換されたプローブ光、即ち、波長変換光18は、光サーキュレータ14の端子Bに入力する。光サーキュレータ14は端子Bに入力した光を端子Cから出力する光素子であるので、波長1,560nmの変換光18は、端子Cから出力される。このようにして、10Gb/sでRZ変調(マーク率1/2)された信号光の波長を1,552nmから波長1,560nmに変換できた。

【0036】図3は実際の波長変換結果の波形図を示す。図3(1)は原信号光16の波形パターン、同(2)は変換光18の波形パターンを示す。約10psの超短光パルス波形の1,552nm光(原信号光16)のデータ・パターンが、波長1,560nmの変換光18にほぼ忠実にコピーされていることが分かる。十分な消光比も得られている。

【0037】本実施例では、フランツケルディッシュ効果を利用した導波型InGaAsP電気吸収型光変調器を用いたが、光変調器に印加される電圧によって光変調器内部に形成される電界を用いて、吸収により光変調器内に生成される電子及び／又は正孔を熱的な拡散よりも速く外部回路に強制的に排出する機能を具備する吸収型光変調器であれば、本発明に利用できる。例えば、半導体の多重量子井戸(MQW)の量子シュタルク効果を用いる導波型MQW光変調器でもよい。

【0038】また、プローブ光12を光変調器10に入力する経路に光サーキュレータを設けることにより、光変調器10を透過した原信号光16を取り出すことが出来ることは明らかである。

【0039】本実施例では、プローブ光12を1波長としたが、複数波長の連続光とすることで、複数の波長に波長変換できることを実験により確認した。波長変換光18は、プローブ光12に含まれる各波長光で、原信号光16と同じデータ・パターンを具備する光信号を波長多重したものになっている。全ての波長について良好な波形を得ることが出来た。

【0040】本実施例では、プローブ光12と原信号光16を光変調器10内で逆方向に進行させている。これらを同方向に進行させた場合、一応、類似の波長変換を達成できるが、吸収型光変調器の特性により波長変換光にパターン効果が現われ、図3に示すような良好な波形を得るのが難しい。本実施例では、透過型電気吸収型光変調器を用いたが、例えば、片端面を高反射にした反射型電気吸収光変調器を使用し、その内部で原信号光とプローブ光の進行方向が逆方向になるような構成でも、原

信号光とプローブ光の相互吸収飽和特性により同様の効果を得ることができる。

【0041】このように、本実施例では、通常の電気吸収型光変調器をそのまま利用できるのも、基本的には複雑な構造を有する素子又は特殊な半導体結晶を使用しなくて済む。この結果、簡便、高品質、高信頼性で低価格の波長変換装置や光演算装置を提示できる。本実施例ではまた、入射した原信号光が一度、電子・正孔対に変換され、その光強度情報のみが波長変換光に転換されるので、原信号光の有する光位相歪みが波長変換光に変換されないという利点がある。

【0042】原信号光16を光変調器10の端面10bに入射すると共に、端面10bから出射されるデータ変調後のプローブ光を取り出すのに、光サーキュレータ14を使用した。同様の機能をWDMカップラや3dBカップラのようなその他の合分波器でも実現できる。即ち、外部からの原信号光16を光変調器10の端面10bに入射すると共に、端面10bから出力される波長変換光18を、原信号光16とは分離して取り出せる光素子であればよい。

【0043】また、光変調器10の印加電圧をDC電圧としたが、印加電圧に信号を重畳することにより、変換光18にシステム監視用信号などを重畳できるし、後述するようにサンプリング機能、波形整形機能及び雑音抑制機能を持たせることが出来る。特に、印加電圧に原信号光16のクロック周波数と同じ周波数で繰り返す信号を重畳すると、その信号により光変調器10の吸収特性が変化するので、波長変換光18の消光比を更に改善できる。

【0044】一般に、電気吸収型光変調器の吸収波長特性は、光変調器の温度を変更することで制御できる。従って、図1に示す実施例でも、必要に応じて電子冷却装置11により光変調器10の温度を変更することで、広い波長範囲にわたって良好な波長変換特性を実現できる。

【0045】図4は、図1に示す実施例の変更実施例の概略構成ブロック図を示す。光変調器10と光サーキュレータ14との間に、2つの光サーキュレータ20、22と光増幅器24を挿入し、光変調器10においてデータ変調されたプローブ光12の出力光を選択的に増幅できるようにしたものである。

【0046】即ち、光変調器10の端面10bは光サーキュレータ20の端子Bに接続し、光サーキュレータ20の端子Cは光増幅器24の入力に接続する。光増幅器24の出力は光サーキュレータ14の端子Aに接続し、光サーキュレータ22の端子Bは光サーキュレータ14の端子Bに接続し、光サーキュレータ22の端子Cは光サーキュレータ20の端子Aに接続する。

【0047】原信号光16は、光サーキュレータ14の端子Aに入力してその端子Bから光サーキュレータ22

の端子Bに入力し、光サーキュレータ22の端子Cから光サーキュレータ20の端子Aに入力し、光サーキュレータ20の端子Bから光変調器10の端面10bに入力する。光変調器10の端面10aには、図1に示す実施例と同様に連続光であるプローブ光12が入力している。図1に示す実施例と同様に、光変調器10は、端面10bから入力する原信号光16に従った減衰をプローブ光12に与え、これにより、原信号光16の強度変化と同じ強度変化を持ったプローブ光12、即ち波長変換光18を、端面10bから光サーキュレータ20の端子Bに出力する。

【0048】光サーキュレータ20の端子Bに入力した波長変換光18は、その端子Cから光増幅器24に印加され、そこで光増幅されて、光サーキュレータ22の端子Aに入力する。光サーキュレータ22の端子Aに入力する光は、その端子Bから光サーキュレータ14の端子Bに入力され、光サーキュレータ14の端子Cから出力される。

【0049】このようにして、図4に示す変更実施例では、光変調器12において波長変換された波長変換光18が、光増幅器24により光増幅された後、出力される。

【0050】例えば、図1に示す実施例では、光サーキュレータ14で、端子Aに入力する原信号光16が端子Cに漏れ出す場合、光サーキュレータ14の端子Cの出力光から波長変換光18のみを光フィルタにより取り出す必要があるが、図4に示す変更実施例では、端子Aに入力する原信号光16が光サーキュレータ14の端子Cに漏洩したとしても、波長変換光18が光増幅器24により増幅されているので、光サーキュレータ14の端子Cからの出力光から原信号光16の成分を除去しなくても、クロストークによる波長変換光18の信号品質劣化を低減できる。

【0051】図4に示す変更実施例では、波長変換光18のみを光増幅器24により光増幅したが、光サーキュレータ22の端子Cと光サーキュレータ20の端子Aとの間にも光増幅器を設け、原信号光16を適宜に光増幅してもよいことは勿論である。

【0052】図1及び図4に示す実施例において、プローブ光12はCW光でなければならないわけではない。例えば、プローブ光12が変調されている場合、波長変換光18の波形は、原信号光16の波形によりプローブ光12を強度変調した波形になる。即ち、波長変換光18の波形は、原信号光16の波形とプローブ光12の波形を乗算（論理積）したものに相当する波形になる。

【0053】例えば、図5に示すように、プローブ光12が繰り返し周波数 f_1 でRZ変調された光とすると、波長変換光18の波形は、原信号光16を繰り返し周波数 f_1 でサンプリングしたものになる。原信号光16に雑音光が含まれていても、波長変換光18では、原信号

光16の雑音光レベルは大幅に抑圧される。即ち、波形整形機能と雑音抑制機能を、光段階で実現できる。これも、吸収型光変調器10では、図2に示すように、原信号光の光パワーに対する吸収損失の変化が十分に大きいからである。

【0054】光変調器10の印加電圧をプローブ光12のようにパルス電圧としても、同様に、原信号光16をサンプリングし、波形整形し、雑音を抑制できるが、プローブ光12を変調した方が、一般に効果が大きく、プローブ光の入力パワーを大きくすることにより出力パワーを大きく出来る上、原信号光の有する光位相歪みも除去できるので、利用しやすい。

【0055】図5では、原信号光16がクロック周波数 f_0 の強度変調光であるとしたとき、波長変換光18の波形は、 f_0 と f_1 の関係により、図6、図7及び図8のようになる。図6は、 $f_0 = f_1$ の場合、図7は $f_0 < f_1$ の場合、図8はプローブ光12の繰り返し周波数 f_1 が原信号光16のクロック周波数 f_0 の半分、即ち、 $f_1 = f_0 / 2$ になっている場合の一例のタイミング図を示す。図6、図7及び図8の何れも、(1)はプローブ光12、(2)は原信号光16、(3)は波長変換光18の各波形を示す。

【0056】図6に示す $f_0 = f_1$ の場合、プローブ光12の光変調器10への入射タイミングと、原信号光16の光変調器10への入射タイミングとの関係により、波長変換光18の波形が変化する。従って、波長変換光18の波形、具体的には平均強度（又はピーク強度）により、波長変換光18の平均強度が最大になるようにプローブ光12の光変調器10への入射タイミングを調節することで、プローブ光12の光変調器10への入射タイミングを、原信号光16の光変調器10への入射タイミングに追従して同期させることができる。また、 f_0 と f_1 が一致しない場合（図7及び図8）、波長変換光18の波形は、いわば f_0 と f_1 の差周波数で強度変調されたものになる。これらから、波長変換光18の平均レベルを検出し、その検出結果が最大になるようにプローブ光12の変調周波数を制御することで、光PLL（位相ロック・ループ）回路を形成できる。

【0057】図9は、図1に示す実施例を利用して形成した光PLL回路の概略構成ブロック図を示す。図1と同じ構成要素には同じ符号を付してある。受光素子30は波長変換光18を電気信号に変換し、積分回路32は受光素子30の出力を積分又は平滑化する。電圧制御発振器34は積分回路32の出力電圧に応じた周波数で発振し、その出力はレーザ駆動回路36に印加される。レーザ駆動回路36は半導体レーザ38を、発振器34の出力周波数で半導体レーザ38を駆動（例えば、パルス駆動又は正弦波変調駆動）して、所望の波形のレーザ光を出力させる。半導体レーザ38の出力光がプローブ光12として光変調器10に印加される。

【0058】なお、光変調器10を透過して端面10aから出力される原信号光16が、半導体レーザ38に入射して悪影響を与えないように、半導体レーザ38と光変調器10の端面10aとの間に、必要により、光変調器10の端面10aから出力される原信号光16を吸収する光アイソレータ40を設ける。同様の見地から、受光素子30の直前にも、波長変換光18以外の波長光を除去又は抑圧する光フィルタを配置するのが好ましい。

【0059】受信回路42は、電圧制御発振器34の出力クロックに従って、受光素子30の出力信号からデータ

を復調する。

【0060】原信号光16が光ファイバ伝送路等を長距離伝送したものの場合、雑音光が累積しており、従来は、電気段で除去するようにされている。図9（又は図5）の場合、プローブ光12が原信号光16のクロック周波数 f_1 と同じ周波数でRZ変調された光である場合で、原信号光16に完全に同期していると、波長変換光18は、原信号光16により搬送されるデータ信号を復元し、しかも累積雑音を抑圧したものになる。即ち、波長変換光18の個々のパルス波形は、プローブ光12の個々のパルス波形に依存するからである。図9に示す実施例は、波形整形機能と雑音抑制機能を同時に併せ持つことになる。

【0061】図5乃至図8では、プローブ光12を繰り返しRZ信号としたが、光PLLのためには、2乗余弦波形、又は、データ変調されたRZ若しくはNRZ変調光等の任意の変調波形を有するものであってもよいことは明らかである。

【0062】図5では、プローブ光12の繰り返し周波数 f_1 が原信号光16のクロック周波数 f_0 の整数分の1の場合、波長変換光18の波形は、原信号光16を時間軸で分離したものになる。即ち、時間軸多重光信号を、光信号のままで時間軸上で分離できることになる。図2に示すように、電気吸収型光変調器10は、印加電圧により吸収特性が変化する。印加電圧が低いと、プローブ光の吸収損失が原信号光のパワー変化に対して比較的平坦になるが、印加電圧が高くなると、プローブ光の吸収損失が原信号光のパワー変化に対して急峻になる。ここから、光変調器10の印加電圧を、プローブ光12の繰り返し周波数に同期して変更することで、時間軸多重光信号の時間軸分離機能をより高めることができる。具体的には、雑音を更に大幅に抑制できる。

【0063】例えば、図10に示すように、プローブ光12を、原信号光16のクロック周波数 f_0 の半分の周波数でRZ変調した光とし（即ち、 $f_1 = f_0/2$ ）、同時に、光変調器10の印加電圧を周波数（ $f_0/2$ ）の正弦波電圧とする。勿論、光変調器10の印加電圧とプローブ光12の周波数 $f_0/2$ を同期させる。光変調器10の印加電圧は、プローブ光12の強度が高レベルであるときに、低電圧であるようにする。これにより、

波長変換光18の波形は、原信号光16をその $1/2$ の周波数でサンプリングし、且つ、雑音光を大幅に抑圧したものになっている。

【0064】このように、光変調器10の印加電圧を、プローブ光12の変調周波数に同期して変動させることで雑音を抑制する機能は、 $f_1 = f_0$ の場合（図6）にも適用できることは明らかである。また、本実施例では、印加電圧を正弦波としたが、所望の効果を得るために、2乗余弦波やRZパルス波形など、任意の変調波形を印加電圧に重畳又は付加してもよいことは明らかである。

【0065】図5乃至図10を参照した説明から分かるように、本実施例によれば、波長変換だけでなく、波形整形と雑音抑制も同時に実現できる。光クロス・コネク

トする場合にも、本実施例を適用できる。

【0066】

【発明の効果】以上の説明から容易に理解できるように、本発明によれば、非常に簡単な構成で波長を変換でき、しかも、大きな消光比を得ることができる。原理的には、吸収型光変調器への印加電圧を最適化することにより、原信号光の消光比より大きな消光比を得ることができる。偏波面制御が不要であるので、構造が非常に簡単になる。

【0067】また、プローブ光又は吸収型光変調器への印加電圧により波長変換光の波形を制御でき、雑音を除去でき、更には、原信号光の光位相歪みを除去できるので、信号品質を改善できる。

【0068】このような結果、経済的で高性能な波長変換装置、波形変換装置及び光PLL回路を提供でき、光伝送システムの進歩に大きく寄与できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例の概略構成ブロック図である。

【図2】 導波型電気吸収型光変調器の吸収損失特性図である。

【図3】 本実施例の波長変換結果の波形図である。

【図4】 本発明の変更実施例の概略構成ブロック図である。

【図5】 プローブ光12を繰り返し周波数 f_1 でRZ変調したときの本実施例の利用例である。

【図6】 原信号光16のクロック周波数 f_0 が f_1 に等しい場合の波形図である。

【図7】 $f_0 < f_1$ の場合の波形図である。

【図8】 $f_1 = f_0/2$ の場合の波形図である。

【図9】 図1に示す実施例を利用して形成した光PLL回路の概略構成ブロック図である。

【図10】 光変調器10の印加電圧を変調して雑音抑圧機能を高めた利用例である。

【図11】 半導体レーザ増幅器の相互利得飽和特性を利用する従来の波長変換装置の概略説明図である。

【図12】 半導体レーザ増幅器の相互位相変調特性を利用する従来の波長変換装置の概略説明図である。

【図13】 半導体レーザ増幅器の四光子混合を利用する従来の波長変換装置の概略説明図である。

【図14】 光ファイバの四光子混合を利用する従来の波長変換装置の概略説明図である。

【符号の説明】

10 : 導波型 InGaAsP 電気吸収型光変調器

10a, 10b : 光変調器10の端面

11 : 電子冷却装置

12 : プロープ光

14 : 光サーキュレータ

16 : 原信号光

18 : 波長変換光

20, 22 : 光サーキュレータ

24 : 光増幅器

30 : 受光素子

32 : 積分回路

34 : 電圧制御発振器

36 : レーザ駆動回路

38 : 半導体レーザ

40 : 光アイソレータ

42 : 受信回路

10 110 : 半導体レーザ増幅器

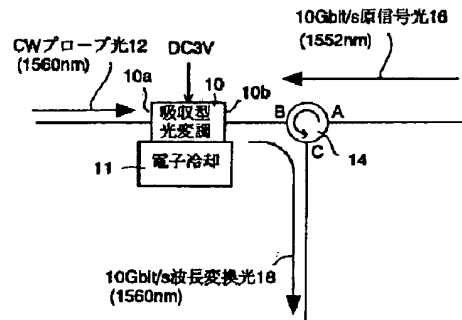
112, 114 : 半導体レーザ増幅器

116, 118, 120 : カップラ

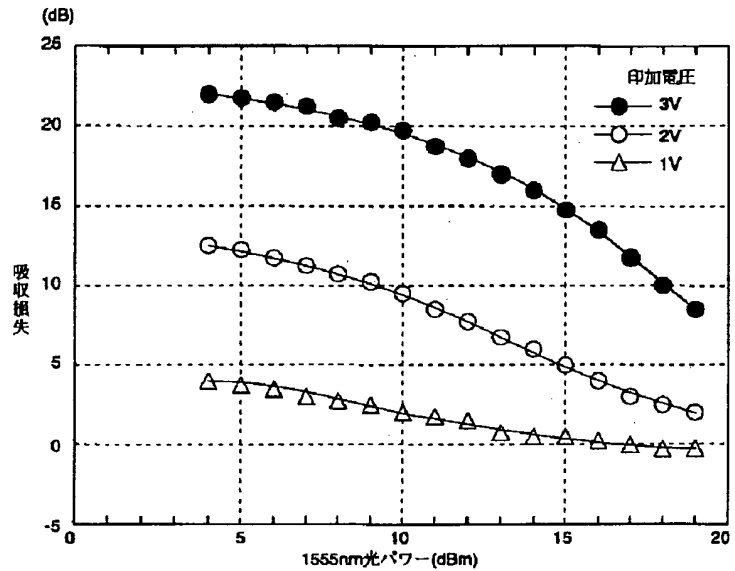
122 : 半導体レーザ増幅器

124 : 光ファイバ

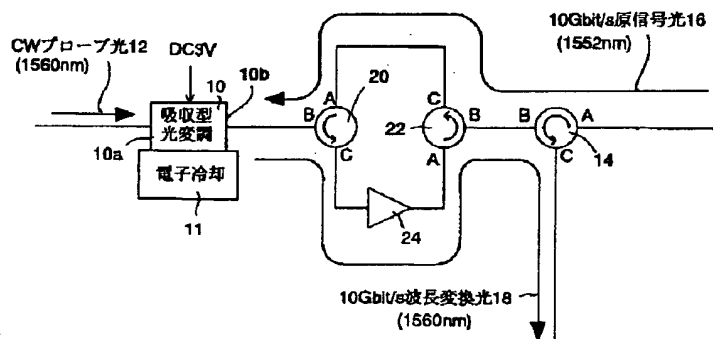
【図1】



【図2】

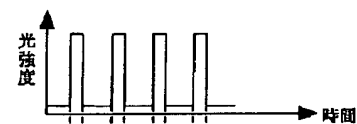


【図4】

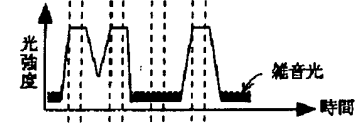


【図6】

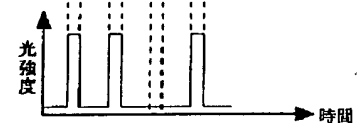
(1) プロープ光12 (繰り返し周波数f1)



(2) 原信号光16 (クロック周波数f0=f1)

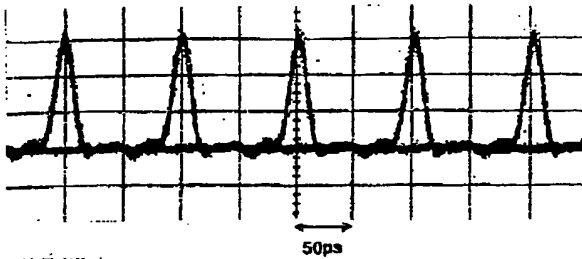


(3) 波長変換光18

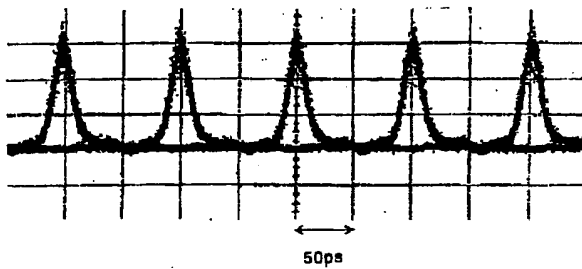


【図3】

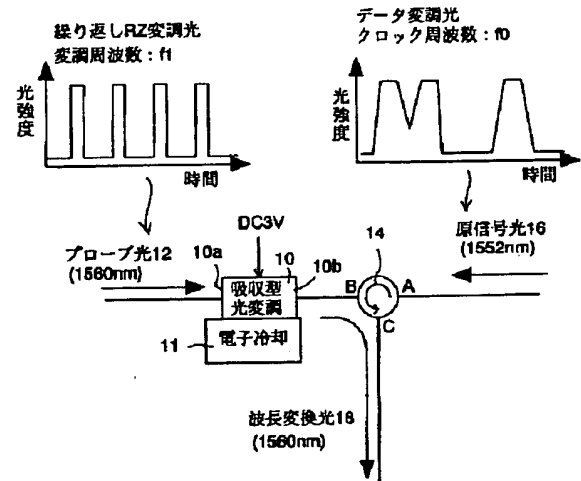
(1) 原信号光16



(2) 波長変換光18

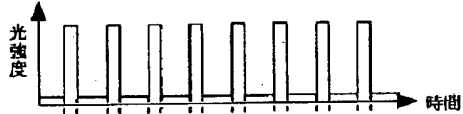


【図5】



【図7】

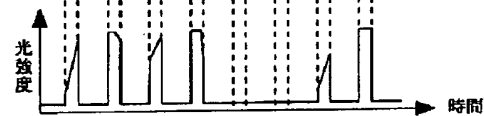
(1) プロープ光12 (繰り返し周波数f1)



(2) 原信号光16 (クロック周波数f0 < f1)

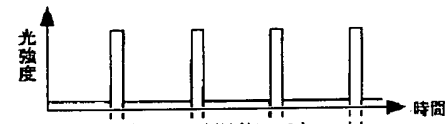


(3) 波長変換光18



【図8】

(1) プロープ光12 (繰り返し周波数f1)



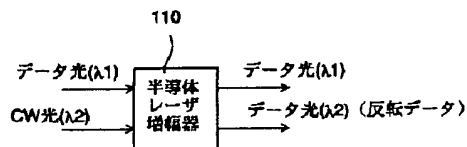
(2) 原信号光16 (クロック周波数f0 = 2f1)



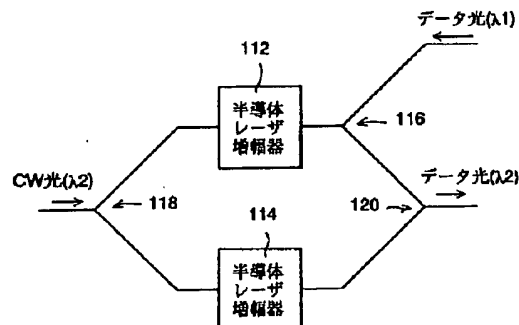
(3) 波長変換光18



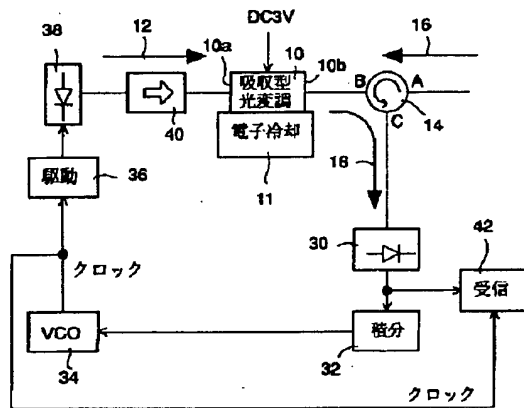
【図11】



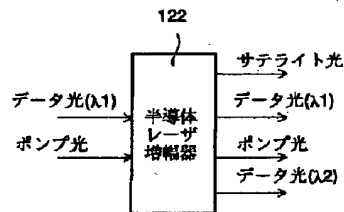
【図12】



【図9】

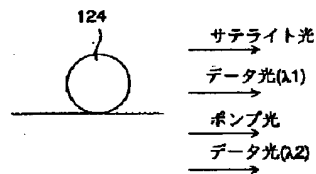


【図13】

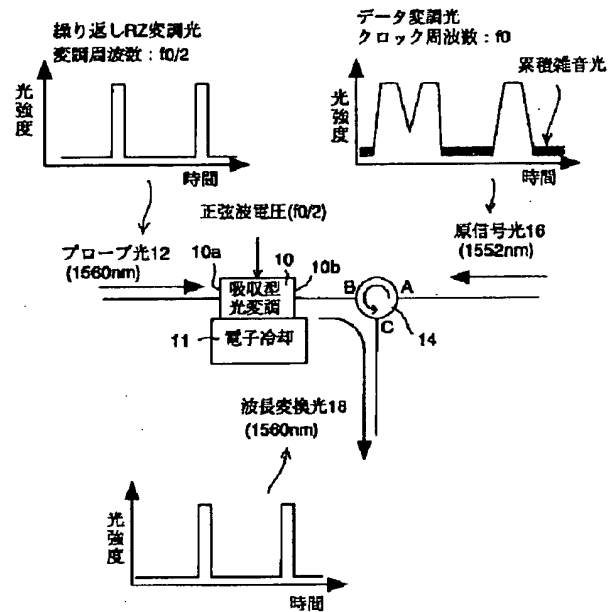


データ光(λ1)
ポンプ光

【図14】



【図10】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H O 4 B 10/06